

(11)Publication number : 09-236436
(43)Date of publication of application : 09.09.1997

G01C 19/56
G01P 9/04

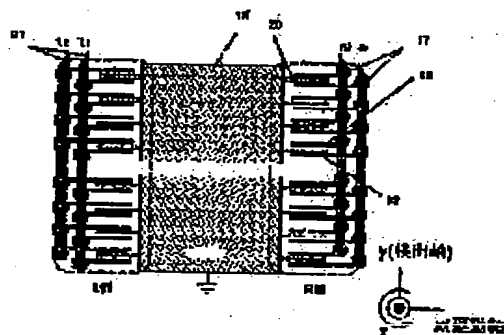
(71)Applicant : NISSAN MOTOR CO LTD

(72)Inventor : MITAMURA TAKESHI

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a self-diagnostic method in which the self-diagnosis of an angular velocity sensor for vehicle control can be performed with high reliability by a method wherein a vibration amplitude or a drive amplitude is controlled to a value, for self-diagnosis, which is different from that in an operation.

SOLUTION: A vibration mass 16 is connected to a common potential via a support part, and comb-tooth electrodes 20 are installed so as to be extended from its side face. Counter electrodes 18, 19 are installed so as to be faced on both side faces of every comb-tooth electrode 20 by keeping a prescribed interelectrode gap. The respective counter electrodes 18, 19 are electrically independent, and a capacitance is constituted between themselves and the vibration mass 16. The self-diagnosis of an angular velocity sensor is performed in such a way that its function is diagnosed by vibrating and driving the vibration mass 16 to the second axial direction of an orthogonal coordinate system or that its function is diagnosed by making the drive amplitude of the vibration mass variable in the first axial direction of the orthogonal coordinate system. Alternatively, a force in the third axial direction of the orthogonal coordinate system is applied to the vibration mass 16, and the moving support state of the vibration mass 16 is diagnosed.



[Date of request for examination] 28.09.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3409565

[Date of registration] 20.03.2003

[Number of appeal against examiner's decision]

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-236436

(43) 公開日 平成9年(1997)9月9日

(51) IntCl⁸

G 0 1 C 19/56

G 0 1 P 9/04

識別記号

庁内整理番号

9402-2F

F I

G 0 1 C 19/56

G 0 1 P 9/04

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数11 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号

特願平8-45035

(22) 出願日

平成8年(1996)3月1日

(71) 出願人 000003997

日産自動車株式会社

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地

(72) 発明者 三田村 健

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産
自動車株式会社内

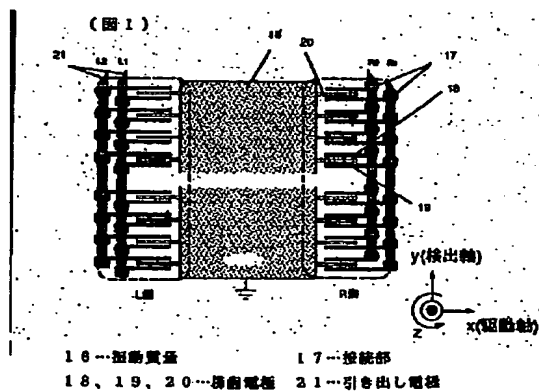
(74) 代理人 弁理士 中村 純之助 (外1名)

(54) 【発明の名称】 角速度センサの自己診断方法

(57) 【要約】

【課題】 高度の信頼性を有する車両制御用の角速度センサの自己診断方法。

【解決手段】 直交座標系第2軸方向に、振動質量を振動駆動することにより機能を診断するか、または、振動質量に直交座標系第1軸方向の駆動振幅を変化とすることにより機能を診断するか、または、振動質量に直交座標系第3軸方向の力を印加し、振動質量の可動支持状態を診断する自己診断方法。



【特許請求の範囲】

【請求項1】振動質量と、前記振動質量を支持する支持部と、前記振動質量と静電的に結合した対向電極とを有し、前記振動質量を直交座標系の第1軸方向に駆動し、前記直交座標系の第3軸まわりの角速度が印加された場合に、前記直交座標系の第2軸方向に発生するコリオリ力を検出する角速度センサにおいて、前記直交座標系の第2軸軸方向に、前記振動質量を振動駆動することにより、前記角速度センサの機能診断を行なうことを特徴とする角速度センサの自己診断方法。

【請求項2】前記振動質量の前記直交座標系の第1軸方向の駆動振幅を可変とすることにより、前記角速度センサの機能を診断することを特徴とする請求項1記載の角速度センサの自己診断方法。

【請求項3】前記振動質量に前記直交座標系の第3軸方向の力を印加し、前記振動質量の可動支持状態を診断することを特徴とする請求項1記載の角速度センサの自己診断方法。

【請求項4】前記振動質量を直交座標系の第1軸方向に一定振幅で振動の駆動制御を行なう駆動制御手段と、前記直交座標系の第3軸まわりの角速度が印加された場合に、前記直交座標系の第2軸方向に発生するコリオリ力を補償する補償手段と、前記コリオリ力を補償する補償量から角速度を検出する手段を有し、前記コリオリ力の補償手段を用いて、前記直交座標系の第2軸方向に、前記振動質量を一定振幅に振動駆動制御することにより、前記角速度センサの機能を診断することを特徴とする請求項1記載の角速度センサの自己診断方法。

【請求項5】前記振動質量を直交座標系の第1軸方向に一定振幅で振動の駆動制御を行なう駆動制御手段と、前記直交座標系の第3軸まわりの角速度が印加された場合に、前記直交座標系の第2軸方向に発生するコリオリ力を補償する補償手段と、前記コリオリ力を補償する補償量から角速度を検出する手段を有し、前記振動質量の前記直交座標系の第1軸方向に駆動制御される前記駆動振幅を可変とすることにより、前記角速度センサの機能を診断することを特徴とする請求項1記載の角速度センサの自己診断方法。

【請求項6】前記振動質量と前記支持部は、共通電位に接続され、前記コリオリ力を補償する補償手段は、静電引力を用いることを特徴とする請求項4～請求項5の何れか1項に記載の角速度センサの自己診断方法。

【請求項7】前記振動質量と前記支持部は、共通電位に接続され、前記振動質量の駆動は、静電引力を用いることを特徴とする請求項4～請求項5の何れか1項に記載の角速度センサの自己診断方法。

ンサの自己診断方法。

【請求項8】前記支持部は、前記直交座標系の第1軸と第2軸の方向に対称に配置され、前記第1軸方向並びに第2軸方向に対し、等しいバネ定数を有する少なくとも2つの支持体によって形成されていることを特徴とする請求項1～請求項7の何れか1項に記載の角速度センサの自己診断方法。

【請求項9】前記支持部は、半導体の基板主面内で変位変形可能であり、前記基板主面内の前記第1軸と第2軸のなす角度を2等分する軸に関して対称な構造を有し、前記第1軸及び第2軸方向に対して等しいバネ定数を有することを特徴とする請求項8記載の角速度センサの自己診断方法。

【請求項10】前記対向電極は、電気的に独立した少なくとも4つの電極で構成され、これら電極のうち少なくとも2つの電極に同時に駆動電圧V1、V2を印加して前記対向電極と前記振動質量間に生じる静電引力により前記第1軸方向に駆動させ、前記対向電極を構成する電極と前記振動質量間の静電容量のうち、少なくとも2つの静電容量C1とC2の和から、振動質量の第1軸方向の振動振幅に関する情報を検出し、前記静電容量C1とC2の差から、前記振動質量のコリオリ力による第2軸方向の変位に関する情報を検出することを特徴とする請求項4～請求項9の何れか1項記載の角速度センサの自己診断方法。

【請求項11】前記振動質量の前記第1軸方向の振動振幅の制御または前記振動質量に発生する前記第2軸方向のコリオリ力の補償は、前記対向電極を構成する電極のうち、少なくとも2つの電極に同時に印加する駆動電圧V1、V2の振幅をそれぞれ調整することにより行なうことを特徴とする請求項10記載の角速度センサの自己診断方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、駆動状態の振動質量に対して回転運動を与えた場合に、駆動方向と直交方向に発生するコリオリ力を検出し前記回転の角速度を検出する角速度センサに関する。

【0002】

【従来の技術】

〈従来技術の構成〉従来、半導体を用いた角速度センサは、IEEE Micro Electro Mechanical Systems, Florida(1993), p143～p148に開示されており、これは、図19(a)、(b)に示すような構成を有するものである。以下、この構成について図19を用いて説明する。本従来技術は振動子は絶縁膜6を有するシリコン基板7上に構成されている。振動系は振動質量1及び支持体2から構成されている。振動質量1及び支持体2は結晶シ

リコン（またはポリシリコン）または鍍金法により堆積した金属により構成されている。支持体2はアンカー部3によってシリコン基板7に固定されている。またアンカー部3において振動質量1及び支持体2への電気的接続部が構成されている。図面の簡略化のため電気配線は図示していない。振動質量1の側面には静電引力で振動質量1を駆動するための櫛歯電極5が構成されている。振動質量1の直下には振動質量1のy軸方向の変位を静電容量の変化として検出するための電極8が構成されている。振動質量1は静電引力により駆動される。図19中の各電圧端子には例えば、図20のタイムチャートに示されるような電圧が印加される。その結果2つの振動質量は基板面と平行なx軸方向に、逆位相で駆動される。この状態で振動質量1及び支持部2より構成される振動系をz軸方向に角速度 Ω で回転すると、振動質量1にはy軸方向にコリオリ力が発生する。それぞれの振動質量1に発生するコリオリ力は(数1)式で表わされる。

【0003】

$$F_c(t) \approx 2m \cdot V_m(t) \cdot \Omega \quad \dots (数1)$$

ここで、 m は振動質量1個当りの質量、 $V_m(t)$ 静電引力により駆動される振動質量1の速度である。 $V_m(t)$ は各々の振動質量で常に逆符号であるため、発生するコリオリ力も各々の振動質量で常に逆符号となる。従って各々の振動質量1と検出電極8間の静電容量値の差動値より角速度 Ω を検出する。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】角速度センサを車載電子システムに適用する場合には、小型、軽量、廉価で、故障を未然に検知することができ、他の電子システムに悪影響を及ぼさないことが重要である。上記従来技術は小型で廉価の条件を一応備えているが、例えば、車載電子システムとして角速度入力による車両の運動制御システムを考えると、常時、角速度について入力を監視する必要がある。従って前記のシステム動作時に角速度センサの故障が発生すると対処不可能となる。従って、角速度センサの故障によるシステムへの悪影響を回避するためには、車両の停止時に角速度センサの自己診断を行ない故障を未然に検知し、運転者に警告する必要がある。

【0005】前記従来技術の振動ジャイロにおける角速度の検出は、振動質量の駆動軸方向の振動状態において、検出軸方向に発生するコリオリ力による振動を検出するものである。従って、駆動軸方向の振動振幅を監視することにより、振動質量の動作が阻害される異常は直ちに検出可能である。しかし、駆動軸方向には所定の振幅で振動しているが、検出軸方向は、振動質量と基板間への可動ゴミの侵入などにより、所定振幅以上の振動が阻害される場合は、従来の振動ジャイロでは容易に異常状態を検出することは困難である。また、検出軸以外の2軸方向の振動質量の振動範囲の直近に振動を阻害する

可動ゴミが存在する場合でも、角速度センサの故障を引き起こす可能性がある。本発明は、上記のような状況を直ちに検出し、角速度センサの故障を未然に検知可能な角速度センサの自己診断方法を提供することを目的としてなされたものである。

【0006】

【課題を解決するための手段】上記の課題を解決するために、振動質量のコリオリ力の検出軸方向の振動振幅を所定の値に制御、または駆動振幅を動作時とは異なる値に制御または振動質量の角速度入力軸方向に疑似力を印加することにより、その電気機械系の機能診断を図るものである。すなわち本発明は、振動質量と、前記振動質量を支持する支持部と、前記振動質量と静電的に結合した対向電極とを有し、前記振動質量を直交座標系第1軸方向に駆動し、前記直交座標系第3軸方向の角速度が印加された場合に、前記直交座標系第2軸方向に発生するコリオリ力を検出する角速度センサにおいて、前記直交座標系第2軸方向に、前記振動質量を振動駆動することにより機能を診断するか、または、前記振動質量の前記直交座標系第1軸方向の駆動振幅値を変化させることにより機能を診断するか、または、前記振動質量に前記直交座標系第3軸方向の力を印加し、前記振動質量が可動状態で支持されていることを診断することにより角速度センサの自己診断を行なうものである。上記の構成により、前記のようなゴミが侵入したとしても、支持体やアンカ部にマイクロクラックが発生したり、動作中に振動系を破壊させることもなく、機能上の不具合を未然に検知することができる。

【0007】

【発明の効果】本発明に係る角速度センサの自己診断を実施することにより、予想される故障を未然に検出することができるという効果が得られる。

【0008】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて説明する。

〈実施の形態1〉本実施の形態は、請求項1、請求項4、及び、請求項6～請求項11に関連するものである。

【0009】図1、図2は、薄膜構造材で形成した角速度センサの振動質量と対向電極部を示す平面模式図である。図1、図2において、16は振動質量で、後述するような支持部（図示せず）により支持され、振動質量16は、この支持部を介して共通電位に接続されている。20は振動質量の側面から延設した櫛歯電極である。櫛歯電極20には両側面に、それぞれ対向電極18、19が、所定の電極間ギャップを隔てて対設されている。図1では1本の櫛歯電極20の両側面にそれぞれ対向電極18、19が対設されている。図2では1本の櫛歯電極20の一方の側面に対向電極18、または19が対向して一対で構成されている。対向電極18、19は接続部

17において引き出し電極21により周辺回路（図示せず）に接続されている。対向電極18、19は、電氣的にそれぞれ独立しており、振動質量16との間において静電容量を構成している。図示したような振動質量16及び対向電極は、公知の技術により結晶シリコンまたは多結晶シリコンを用いて形成可能である。通常、振動質量及び対向電極の厚さは数 μm 程度である。

【0010】図3及び図4は、薄膜構造材で形成した振動質量22の支持状態を示す平面図である。図3及び図4では、図1に示した対向電極構造について例示したが、図2の電極構造についても、同様に実現可能である。振動質量22は、四隅においても同じく薄膜構造材で形成され、図3では、等しいバネ定数を有する支持部23により x 、 y 両軸方向に接続されており、 x - y 平面方向に変位可能で、かつ同じ共振周波数を有するように構成されている。支持部23は x 、 y 両軸に対して対称に配置されている。支持部23の振動質量22と反対側の端部は、固定部24において基板に固定されると共に、図示しない導電材と配線により電氣的に接続されている。図4の場合には支持部26は、 x - y 平面内で変位可能な複数の弾性構造体を、 x 軸と y 軸のなす角度を2等分する軸方向に対称に配置して構成されている。このような弾性構造体を備えるため、支持部26は両軸方向に等しいバネ定数を有し、支持された振動質量22は x 軸及び y 軸方向に変位可能で、かつ同じ共振周波数を有する。

【0011】次に、検出回路構成を図5によって説明する。図5において、図3、図4に示した独立した対向電極端子R1、R2、L1、L2と振動質量22間の静電容量をそれぞれCR1、CR2、CL1、CL2とし、図5における点線で囲まれた部分27は、振動質量を示し、CR1、CR2、CL1、CL2の接続されたノードが振動質量の電位を表わし、支持部を介してこれを共通電位に接続している。対向電極端子R1、R2、L1、L2はそれぞれ等しいDCバイアス値 V_{bias} に保持される。図5では省略したが、実際には図7に示すように、参照容量とCR1、CR2、CL1、CL2それぞれに平行に抵抗を接続して出力電圧のDCバイアス値を安定化させる。図7では4つの容量のうち、1つによって模式的に示されている。さらに対向電極端子R1、R2、L1、L2にはそれぞれ参照電気容量 C_{ref} が接続されており、CR1、CR2、CL1、CL2には参照電気容量 C_{ref} を介して駆動電圧 $V1$ 、 $V2$ 、 $V1$ 、 $V2$ が印加される。従って対向電極端子R1、R2、L1、L2にはDCバイアス値 V_{bias} と参照電気容量 C_{ref} を介した駆動電圧 $V1$ 、 $V2$ 、 $V1$ 、 $V2$ の和が印加される。対向電極端子R1、R2、L1、L2の電圧は、バッファ30に入力されインピーダンス変換を行なった後信号処理を行なう。

【0012】R1とR2及びL1とL2の電圧は加算器31によって加算された後、減算器32により、差を求めこ

れをバイパスフィルタ39を介して復調器33に入力する。復調器33において発振器36と同期検出を行なった後、ローパスフィルタ34を経て、一部は振動質量の自励発振のために発振器35に帰還され、他の一部は再度、復調器33に入力し、発振器35と同期検出を行なった後、ローパスフィルタ34を経て振動質量の振幅情報として制御回路37に入力される。

【0013】制御回路37からは角速度に比例した出力と、発振器35に同期した電圧信号が出力される。発振器35に同期した電圧信号は一部はインバータ38に入力した後、一部はそのままに加算器31に入力し、それぞれの信号は発振器36の出力と加算され、それらの出力は参照電気容量 C_{ref} に印加され振動質量を駆動する。

【0014】L1とR1及びL2とR2の電圧は加算器31において加算された後、減算器32において差を求めこれをバイパスフィルタ39を介して復調器33に入力する。復調器33において発振器36と同期検出を行なった後、ローパスフィルタ34を経て、再度復調器33に入力し、今度は発振器35と同期検出を行なった後、ローパスフィルタ34を経て振動質量のコリオリ力による変位情報として制御回路37に入力する。制御回路37はコントローラ44に接続されており、コントローラ44からの制御用出力により自己診断を開始し、制御出力に対する応答信号を出力する。自己診断は後述のように、イグニッションキーSWと運転席側のドアSWによりコントローラ44においてその時期を判断する。

【0015】制御回路37は、例えば図8のようにして実現される。変位情報と振幅情報は演算器41に入力する。演算器41において、通常動作時には変位情報は0レベルからの偏差に、振幅情報は設定した参照レベルとの偏差に応じた駆動電圧の変調量を演算する。自己診断時には変位情報は設定した参照レベルからの偏差に応じた駆動電圧の変調量を演算する。通常動作時と自己診断時における参照レベルの変換は、コントローラ44からの制御信号により切り替わるスイッチ45により行なう。図中で変調量は、変位情報に対してはa、振幅情報に関してはbとして示した。変調量aは増幅器43を介して入力した角速度として出力される。さらに変調量aは一部はそのまま、他の一部は、インバータ38により符号を反転した後、加算器31によって変調量bと加算され、駆動電圧の変調量 Δ_1 、 Δ_2 が算出される。すなわち

$$\Delta_1 = a + b \quad \cdots \text{(数2)}$$

$$\Delta_2 = -a + b \quad \cdots \text{(数3)}$$

である。算出された変調量 Δ_1 、 Δ_2 は振幅変調器42に入力され発振器35の振幅をそれぞれに応じて変調し、駆動電圧 $V1d$ 、 $V2d$ を出力する。すなわち、発振器35の振幅を Vd とすると（数4）式、（数5）式のようになる。

$$V1d = Vd(1 + \Delta_1) \quad \dots (数4)$$

$$V2d = Vd(1 + \Delta_2) \quad \dots (数5)$$

制御回路37により出力されたV1dは加算器31にて発振器36の出力と加算され、V1として参照容量を介して振動質量に対向する電極R1(図1、図2)に印加される。V1dはまた、インバータ38によって符号を反転し、加算器31にて発振器36の出力と加算され、V2-として参照容量を介して振動質量に対向する電極L2に印加される。V2dは加算器31にて発振器36の出力と加算され、V2として参照容量を介して振動質量に対向する電極L1に印加される。V2dはまたインバータ38にて符号を反転し、加算器31にて発振器36の出力と加算され、V1-として参照容量を介して振動質量に対向する電極R2に印加される。

【0016】復調器33における発振器36による同期検出は、図10に示すようにPLL素子39を用いて信号の周波数を検知し、その周波数で同期検出を行なうホモダイン方式で検出を行なってもよい。また、復調器33において発振器35で同期検出した信号を振幅情報、変位情報として制御回路37に入力しているが、これは復調器33を積分回路に置き換えてもよい。まず、振動質量の駆動作用について述べる。参照電気容量Crefを

$$V' = \frac{1}{Cs / Cref + 1} \times V'_{drive} \quad \dots (数8)$$

【0021】但し

V' : 振動質量と対向電極間の電気容量CR1、CL1、CR2、CL2に印加されるAC駆動電圧

V'drive : 電気容量Crefを介し印加する駆動電圧V1、V2、V1-、V2-

Cs : 振動質量と対向電極間の電気容量CR1、CL1、CR2、CL2

従って、Crefを、振動質量と対向電極間の電気容量CR1、CL1、CR2、CL2よりを充分大きくすれば、駆動電圧のCrefにおける損失は殆ど無視することができる。また振動駆動により電気容量CR1、CL1、CR2、CL2が変化しても、印加されるAC駆動電圧は、電気容量Crefを介したAC駆動電圧V1、V2、V1-、V2

$$VR1 = Vbias + C \cdot [Vd(1+a+b) \cdot \sin \omega_1 t + Vc \cdot \sin \omega_2 t] \quad \dots (数9)$$

$$VR2 = Vbias + C \cdot [Vd(1-a+b) \cdot \sin \omega_2 t + Vc \cdot \sin \omega_2 t] \quad \dots (数10)$$

$$VL1 = Vbias + C \cdot [-Vd(1-a+b) \cdot \sin \omega_1 t + Vc \cdot \sin \omega_2 t] \quad \dots (数11)$$

$$VL2 = Vbias + C \cdot [-Vd(1+a+b) \cdot \sin \omega_1 t + Vc \cdot \sin \omega_2 t] \quad \dots (数12)$$

但し、Vbias : 対向電極端子R1、R2、L1、L2のDCバイアス電圧

ω_1 : 発振器35の発振周波数

Vd : 発振器35の出力に比例する振幅

ω_2 : 発振器36の発振周波数

Vc : 発振器36の出力振幅

$$Fdrive \propto Vbias \cdot Vd \cdot (1+b) \cdot \sin \omega_1 t \quad \dots (数13)$$

但し、 ω_1 より高周波数を有する駆動力は、 ω_1 付近に共

介して対向電極R1、R2、L1、L2に電圧Vを印加すると振動質量の駆動軸方向に(数6)式で示すような静電引力Fdが発生する。

【0017】

$$Fd = (-n/2) \cdot \epsilon_0 \cdot (t/d_0) \cdot V^2 \quad \dots (数6)$$

但し、

n : 振動質量の櫛歯電極に対向する電極数

ϵ_0 : 誘電率

t : 櫛歯電極の厚さ

d_0 : 電極間隔

を示し、負符号は電極の重なりが増すように駆動力が発生することを示す。

【0018】電気容量のインピーダンスは(数7)式のように示される。

【0019】

$$Zc = (1/j) \cdot \omega \cdot C \quad \dots (数7)$$

よって、図5のように参照容量Crefを介して振動質量にAC駆動電圧を印加した場合、振動質量と対向電極間の電気容量CR1、CL1、CR2、CL2に印加されるAC駆動電圧は(数8)式のように表される。

【0020】

【数8】

-に比例する。実際上のCR1、CL1、CR2、CL2の値は $\sim pF$ 程度であるので同一基板上においてもCrefは容易に実現する。V1、V2、V1-、V2-に印加されるAC駆動電圧は、図5、図8に示したように、振動質量の共振周波数と一致した周期を有する発振器35の出力を変調した信号と発振器35より充分高い周期で、かつ出力振幅の小さい発振器36の出力の和を用いる。AC駆動電圧の模式図を図10に示す。

【0022】振動質量に対向する電極R1、R2、L1、L2に印加される電圧VR1、VR2、VL1、VL2はDCデバイス電圧と前述のAC駆動電圧の和となり、それぞれ(数9)式～(数12)式のように示される。

【0023】

C : 参照容量Crefによる駆動電圧降下を示す係数
(数9)式～(数12)式を(数6)式に代入して得られる静電引力はR1及びR2と、L1及びL2とは互いに逆方向となり、結果として、振動質量には(数13)式に示されるような静電駆動力が発生する。

【0024】

振周波数を有する振動系に影響を与えないので無視し

た。(数13)式から、変調量bにより駆動力の調整が可能であることがわかる。

【0025】対向電極端子R1、R2、L1、L2と振動質量間の静電容量をCs、静止時の歯歯電極の重なりをL、歯歯電極間隔をdとすると、振動質量の駆動x及び

$$Cs = Cs_0 \frac{\{1 + (x/L)\}}{\{1 + (y/d)\}} \quad \dots (数14)$$

【0027】但しCs₀:静止時の静電容量
対向電極端子R1、R2、L1、L2と振動質量間の静電容量Csが変化することにより、対向電極端子R1、R2、L1、L2のAC電圧V'R1、V'R2、V'L1、V'L2は、(数8)式、(数9)式～(数11)式、及び(数

$$V'R1 = (1/B) \cdot [1 - A \cdot (x/L) + A \cdot (y/d)] \cdot [V_d(1+a+b) \sin \omega_1 t + V_c \cdot \sin \omega_2 t] \quad \dots (数15)$$

$$V'R2 = (1/B) \cdot [1 - A \cdot (x/L) - A \cdot (y/d)] \cdot [V_d(1-a+b) \sin \omega_1 t + V_c \cdot \sin \omega_2 t] \quad \dots (数16)$$

$$V'L1 = (1/B) \cdot [1 - A \cdot (x/L) + A \cdot (y/d)] \cdot [-V_d(1-a+b) \sin \omega_1 t + V_c \cdot \sin \omega_2 t] \quad \dots (数17)$$

$$V'L2 = (1/B) \cdot [1 - A \cdot (x/L) - A \cdot (y/d)] \cdot [-V_d(1+a+b) \sin \omega_1 t + V_c \cdot \sin \omega_2 t] \quad \dots (数18)$$

但し

【数19】

【0029】

$$A = \frac{Cs_0 / Cr}{Cs_0 / Cr + 1} \quad \dots (数19)$$

【0030】

【数20】

$$B = \frac{Cs_0}{Cr} + 1 \quad \dots (数20)$$

【0031】Cr:参照容量である。

【0032】振動質量の駆動によるX軸方向の変位は以下のように求める。端子R1、R2、L1、L2はバッファ30に接続して低出力のインピーダンスとなり、それぞれの電圧V'R1、V'R2、V'L1、V'L2は加算器31

$$(V'R1 + V'R2) - (V'L1 + V'L2)$$

$$= (4/B) \cdot [V_d(1+b) \sin \omega_1 t - A \cdot (x/L) V_c \cdot \sin \omega_2 t] \quad \dots (数21)$$

第1項はバイパスフィルタ39を介して除去する。第1項除去後における信号の模式図を図12に示す。図5ではv2で示した。v2は復調器33に入力し復調器33にて発振器36と同期検出を行なう。同期検出後の信号を図13に示す。図5ではv3で示した。v3はさらにローパスフィルタ34にて平滑化を行なう。平滑化された信号は発振器35と同じ周期を有し、振幅は振動質量の駆動振幅に比例した信号である。この信号を発振器35に帰還し自励発振させる。同時にAGC機能実現のため再度、復調器33にて発振器35と同期検出を行なった後、ローパスフィルタ34にて平滑化を行ない、駆動電圧V1、V2、V1-、V2-の振幅を制御する制御回路37

$$(V'R1 + V'L1) - (V'R2 + V'L2)$$

コリオリ力による変位yによるCsの変化は(数14)式のように示される。

【0026】

【数14】

14)式から、それぞれ(数15)式～(数18)式に示される。但し、(x/L)及び(y/d)の1次項のみで展開した。

【0028】

にて加算の後、減算器32により差を求める。その結果は(数21)式のように示される。図5ではV1で示した。V1の時間変化を図11により模式的に示す。

【0033】

に入力する。振動質量のコリオリ力による変位yは以下のように求める。発生するコリオリ力は(数1)式に示すように、振動質量の振動速度に比例するため、本実施の形態の場合、発振器35と同じ周期で、信号の振幅はコリオリ力による変位に比例する。

【0034】端子R1、L1、R2、L2は、バッファ30に接続して低出力インピーダンス化し、それぞれの電圧V'R1とV'L1及びV'R2とV'L2を加算器31にて加算し減算器32にて差を求める。その結果は(数22)式のように示される。

【0035】

$$= (4/B) \cdot [Vd \cdot a \cdot \sin \omega_1 t + A \cdot (y/d) \cdot Vc \cdot \sin \omega_2 t] \quad \dots (数22)$$

第1項はハイパスフィルタ39を介して除去する。第1項除去後の信号の模式図を図14に示す。図5ではv4で示した。v4は復調器33にて発振器36と同期検出を行なう。同期検出後の信号を図15に示す。図5ではv5で示した。v5はさらにローパスフィルタ34にて平滑化を行なう。平滑化された信号は発振器35と同じ周期で、振幅はコリオリ力による変位に比例した信号となる。再度、復調器33に入力し、今度は発振器35と同期検出を行った後、ローパスフィルタ34にて平滑化を行なう。平滑化された信号はコリオリ力による振動質量の変位に比例した信号となり、駆動電圧V1、V2、V1-、V2-の変調のため制御回路37に入力される。復調

$$FsVR1 = \epsilon_0 m \cdot (Lt/d_0^2) \cdot (VR1)^2 \quad \dots (数23)$$

$$FsVR2 = -\epsilon_0 m \cdot (Lt/d_0^2) \cdot (VR2)^2 \quad \dots (数24)$$

$$FsVL1 = \epsilon_0 m \cdot (Lt/d_0^2) \cdot (VL1)^2 \quad \dots (数25)$$

$$FsVL2 = -\epsilon_0 m \cdot (Lt/d_0^2) \cdot (VL2)^2 \quad \dots (数26)$$

但し、

m：対向電極対数

ϵ_0 ：誘電率

L：電極の対向する長さ

t：電極の厚さ

(数8)式～(数11)式を代入すると、y軸方向に発

$$Fdrive = \epsilon_0 m \cdot (t/d_0) \cdot Vbias \cdot C \cdot 4 Vd(1+b) \quad \dots (数28)$$

駆動軸方向及び検出軸方向ともに共振状態であれば、発生するコリオリ力と(数27)式による静電引力は同位相となり、変調量aの調整のみでコリオリ力の補償が可能である。また、振動質量の駆動振幅が外乱入力等の影響により変化が発生した場合は、変調量bにより(数28)式のように駆動力を変化させ、振幅をコントロールすることができる。

【0040】さらに、(数27)、(数28)式より明らかなように、コリオリ力の補償と振動質量の駆動振幅一定制御は、それぞれ変調量a、bの調整によりそれぞれ独立に実行可能である。

【0041】制御回路37においては、振動質量の振幅情報とコリオリ力による変位情報を同時に入力することにより、前述の駆動電圧変調を行ない、駆動振幅の均一化とコリオリ力の補償を同時に実現することができ、簡易な構造の角速度センサでより高精度な検出が可能である。

【0042】角速度センサの自己診断は、運転者が車両

$$F'c = \epsilon_0 m \cdot (Lt/d_0^2) \cdot Vbias \cdot C \cdot Vd \cdot 4a' \cdot \sin \omega_1 t \quad \dots (数29)$$

自己診断時の出力は、変調量a'に比例した出力となる。出力は演算器で設定した参照レベルにより決定するので、出力をモニタすることにより検出軸方向の電気-機械振動系及び検出回路の機能を診断することができる。機能の診断はコントローラ44で行ない、その結果は判定出力として出力される。さらに参照レベルを複数設定すれば、各レベルをコントローラ44からの制御出

器33における発振器36による同期検出において図6に示すようにPLL素子39を用いて信号の周波数を検知し、その周波数で同期検出を行なうホモダイン検出を行なうことにより、より高精度な復調が可能となる。

【0036】次に、駆動電圧V1、V2、V1-、V2-の変調による振動質量の駆動振幅一定制御及びコリオリ力の補償の方法について述べる。変調された駆動電圧V1、V2、V1-、V2-の印加により振動質量と対向電極間には図1、図2の検出軸方向、すなわちy軸方向に数(23)式～(数26)式で示すような静電引力が発生する。

【0037】

生する静電引力は(数27)式のようにになる。
【0038】 $FsTotal = \epsilon_0 m \cdot (Lt/d_0^2) \cdot Vbias \cdot C \cdot Vd \cdot 4a \cdot \sin \omega_1 t$ … (数27) また、駆動軸方向、すなわちX軸方向に発生する駆動力は、前述の(数13)式を書き下すと(数28)式のようにになる。

【0039】

を停止している状態から始動を開始する時点で実行される。車両停止の判断は、例えば、イグニッションキーがロック位置で、かつ、運転席のドアロックSWがオフであることから判断される。従って自己診断は、図18に示すように、イグニッションキーがロック位置で、かつ運転席のドアロックSWがオフからオンに変化する時点で実行すればよく、図8におけるコントローラ44で判断される。自己診断時の制御回路37における駆動電圧V1、V2、V1-、V2-の変調は以下のようにして行なわれる。自己診断時にはコントローラ44の制御入力により、スイッチ45の切り替えを行ない、演算器41において変位情報は、設定した参照レベルからの偏差に応じた駆動電圧の変調量a'を演算する。

【0043】従って(数9)式～(数12)式に示したように駆動電圧を変調し、変調a'を印加することにより、(数29)式に示すように振動質量の駆動振幅に影響を与えることなく静電引力による疑似コリオリ力F'cを発生することができる。

力により切り替え、それぞれの出力をモニタすることにより、より高精度の自己診断機能を実現することができる。

【0044】以上述べたように本実施の形態においては、新たに構造を付加することなく、駆動電圧を変調するコリオリ力の補償機能を用いて、検出軸正負方向の疑似コリオリ力を発生し、これに相当する出力をモニタす

ることにより、角速度センサの自己診断機能を実現することができる。また、疑似入力値を任意の値に設定することにより、所望の範囲で振動質量の検出軸方向の変位が確保されていることを確認できる。

【0045】〈実施の形態2〉本実施の形態は、請求項2、請求項5、請求項6～請求項11に関連するものである。角速度センサの構成は実施の形態1と同一である。検出回路構成は、制御回路37のみが実施の形態1と相違しており、図8に示した実施の形態1と相違する部分のみについて記述する。実施の形態2における制御回路37は、例えば、図9のようにして実現する。変位情報と振幅情報は演算器41に入力する。演算器41において、通常動作時には変位情報は0レベルからの偏差に、振動質量の駆動振幅情報は設定した参照レベルとの偏差に応じた駆動電圧の変調量を演算する。自己診断時には、振動質量の駆動振幅情報は、別に設定した参照レベルからの偏差に応じた駆動電圧の変調量

$$F'_{drive} = \varepsilon_0 m \cdot (t/d_0) \cdot V_{bias} \cdot C \cdot 4 V_d (1+b) \quad \cdots (数30)$$

自己診断時の出力2は変調量 b' に比例した出力となる。出力は演算器で設定した参照レベルにより決定するので、出力をモニタすることにより駆動軸方向の電気機械振動系及び検出回路の機能を診断することができる。機能の診断はコントローラに44で行ない、その結果は判定出力として出力される。さらに参照レベルを複数設定にすれば、各レベルをコントローラ44からの制御出力により切り替え、各々の出力をモニタすることにより、より高度の自己診断機能を実現できる。

【0047】以上述べたように本実施の形態においては、動作時には異なった振幅に振動質量の駆動振幅を制御、特に動作時より大きい振幅に制御することにより、振動質量の周辺の振動を妨げる障害物の存在を未然に検出することができる。例えば、角速度センサを車両用に適用する場合、本実施の形態による自己診断をエンジン始動直後に実施すれば、車両の走行開始前にその機能の診断ができ角速度センサの信頼性をより一層向上させることができる。

【0048】〈実施の形態3〉本実施の形態は、特に請求項3に関連する。角速度センサの構成については、平面図は実施の形態1、実施の形態2と概ね同様であるが、断面図のみ一部相違するのでこれを図16に示す。16は振動質量で、17、18は対向電極である。振動質量16は基板7上に、所定間隔を隔てて図示しない支持部に支持されている。基板7表面には絶縁膜47が形成されており、絶縁膜上に疑似力印加用電極46が形成されている。

【0049】検出回路構成は実施の形態1、実施の形態2（図5）と同じであるが、自己診断時には一部信号処理を追加する。自己診断時の信号処理回路を図17に示し、同図の点線部分により、図5との差異についてのみ述べる。自己診断は発振器35の出力をオフにして実行

を演算する。また、コリオリ力補償のための変調量 a を出力1（応答1）として、振動振幅制御のための変調量 b を出力2（応答2）として出力する。

【0046】実施の形態1と同様に、角速度センサの自己診断は、運転者が車両を停止している状態から始動を開始する時点で実行される。自己診断時の制御回路37における駆動電圧 $V1$ 、 $V2$ 、 $V1'$ 、 $V2'$ の変調は以下のようにして行なわれる。自己診断時にはコントローラ44の制御入力により、スイッチ45の切り替えを行ない、演算器41において振動質量の駆動振幅情報は、動作時には別に設定した参照レベルからの偏差に応じた駆動電圧の変調量 b' を演算する。変調量 b' により、（数9）式～（数12）式に示したように駆動電圧を変調し変調量 b' を印加することにより（数30）式のように、振動質量に検出軸力方向の静電力を発生することなく駆動力を変化させ、振幅を動作時には別の振幅にコントロールすることができる。

する。従って駆動電圧 $V1$ 、 $V2$ 、 $V1'$ 、 $V2'$ は発振器36の出力のみになる。対向電極 $R1$ 、 $R2$ 、 $L1$ 、 $L2$ の電圧 V_{R1} 、 V_{R2} 、 V_{L1} 、 V_{L2} を全て加算器31にて加算する。その後この信号をバイパスフィルタ39を介して復調器33に入力し、発振器36と同期した復調を行なう。復調信号はローパスフィルタを介してコントローラ44に入力する。コントローラ44からは疑似入力印加用電極46への電圧も出力される。

【0050】角速度センサの自己診断は、実施の形態1と同様に車両が停止している状態から始動を開始する時点で実行され、自己診断は発振器35の出力をオフにして実行する。コントローラ44からは、疑似入力印加用電極46へ電圧印加することにより、振動質量16には図16（a）、（b）に示すように、静電引力が印加されて振動質量は基板方向に変位する。この結果、対向電極17、18と振動質量の櫛歯電極20の対向電極が振動質量の変位に応じて変化し、電気容量 $CR1$ 、 $CR2$ 、 $CL1$ 、 $CL2$ は減少する。電気容量 $CR1$ 、 $CR2$ 、 $CL1$ 、 $CL2$ の減少量は、駆動電圧 $V1$ 、 $V2$ 、 $V1'$ 、 $V2'$ に発振器36の出力を印加し、 V_{R1} 、 V_{R2} 、 V_{L1} 、 V_{L2} を発振器36と同期して復調することにより得られる。したがって、復調量から振動質量の変位量が求められる。よってコントローラで印加電圧と変位量を監視することにより、振動質量が支持体に可動状態で支持されているかの診断ができる。以上述べたように、本実施の形態においては、振動質量が x 、 y 、 z 軸の3軸方向に変位可能であるため、発振器35の出力をオフの状態、すなわち振動質量が振動していない状態でも支持状態の診断が可能である。また、比較的簡単な回路により、支持状態が確認できるため製造工程時の検査手法としても応用が可能である。

【0051】本発明においては、振動質量と、前記振動

質量を支持する支持部と、前記振動質量に対向した対向電極とを有し、前記振動質量を直交座標系第1軸方向に駆動し、前記直交座標系の第3軸方向の角速度が印加された場合に、前記直交座標系第2軸方向に発生するコリオリ力を検出する角速度センサにおいて、前記直交座標系第2軸方向に前記振動質量を振動駆動することにより機能を診断するか、または、前記振動質量の前記直交座標系第1軸方向の駆動振幅値を可変とすることにより、機能を診断するか、または、前記振動質量に前記直交座標系第3軸方向の力を印加し、前記振動質量が可動状態で支持されていることを診断することにより角速度センサの自己診断機能を実現している。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る実施の形態1の角速度センサ(a)を示す平面図である。

【図2】本発明に係る実施の形態1の角速度センサ(b)を示す平面図である。

【図3】本発明に係る実施の形態1の角速度センサの支持平面図(a)である。

【図4】本発明に係る実施の形態1の角速度センサの支持平面図(b)である。

【図5】本発明に係る実施の形態1の角速度センサの検出回路を示す図である。

【図6】本発明に係るPLL素子によるホモダイン検出方式を示す図である。

【図7】本発明に係る検出電極の等価回路図である。

【図8】本発明に係る角速度センサの自己診断回路の実施の形態1を示す図である。

【図9】本発明に係る角速度センサの自己診断回路の実施の形態2を示す図である。

【図10】本発明に係る振動質量の駆動電圧の発生を示す図である。

【図11】図5のV1における信号の時間変化を示す模式図である。

【図12】図5のV2における信号の時間変化を示す模式図である。

【図13】図5のV3における信号の時間変化を示す模式図である。

【図14】図5のV4における信号の時間変化を示す模式図である。

【図15】図5のV5における信号の時間変化を示す模式図である。

【図16】本発明に係る角速度センサの実施の形態3の断面模式図である。

【図17】本発明に係る角速度センサの自己診断回路の実施の形態3を示す図である。

【図18】自己診断の実行タイミングを示す図である。

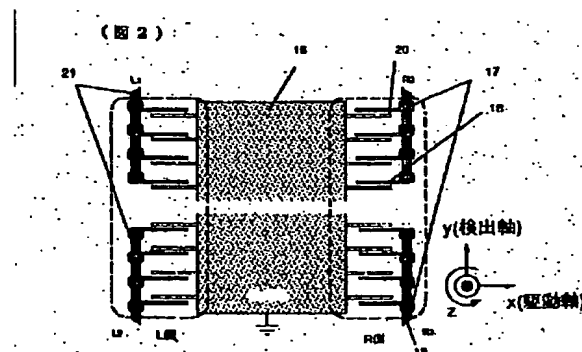
【図19】従来の角速度センサの平面模式図(a)、同断面模式図(b)である。

【図20】図19の端子における信号の時間変化を示す模式図である。

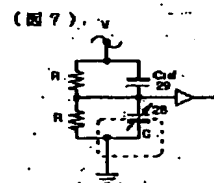
【符号の説明】

- | | |
|-----------------|--------------|
| 1…振動質量 | 2…支持体 |
| 3…アンカー部 | 6…絶縁膜 |
| 5、18、19、20…櫛歯電極 | |
| 7…基板 | 8…検出電極 |
| 16、27…振動質量 | 17…接続部 |
| 21…引き出し電極 | |
| 22…振動質量 | 23、26…支持部 |
| 24…固定部 | 25…電極部 |
| 28…検出電気容量 | 29…参照電気容量 |
| 30…バッファ | 31…加算器 |
| 32…減算器 | 33…復調器 |
| 34…ローパスフィルタ | 35、36…発振器 |
| 37…制御回路 | 38…インバータ |
| 39…バイパスフィルタ | 40…理想ダイオード回路 |
| 41…演算器 | 42…振幅変調器 |
| 43…増幅器 | |
| 44…コントローラ | 45…スイッチ |
| 46…疑似力印加電極 | 47…絶縁膜 |

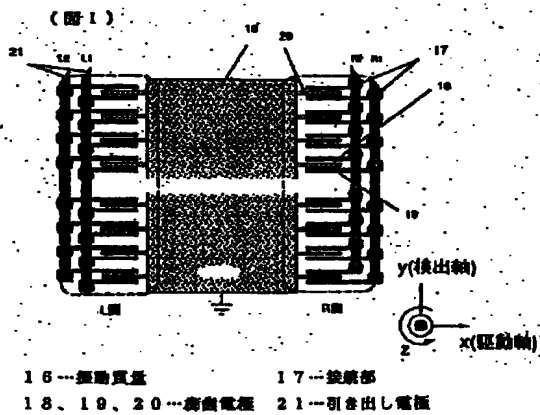
【図2】



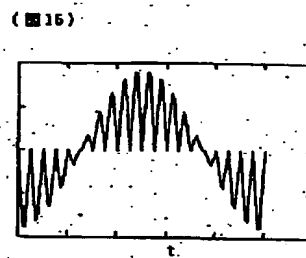
【図7】



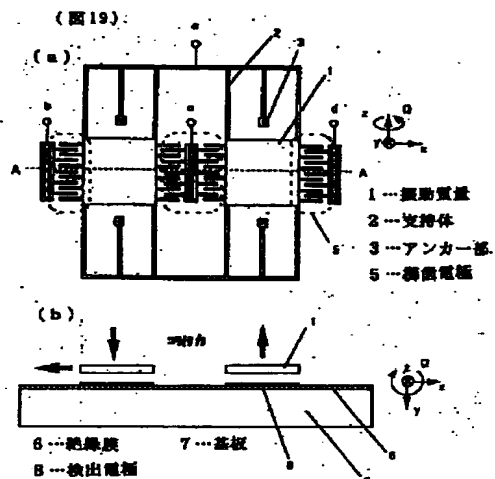
【図1】



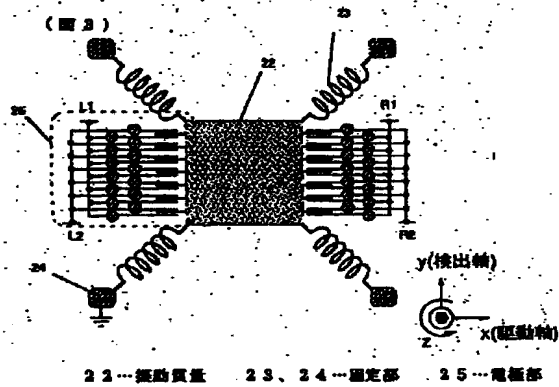
【図15】



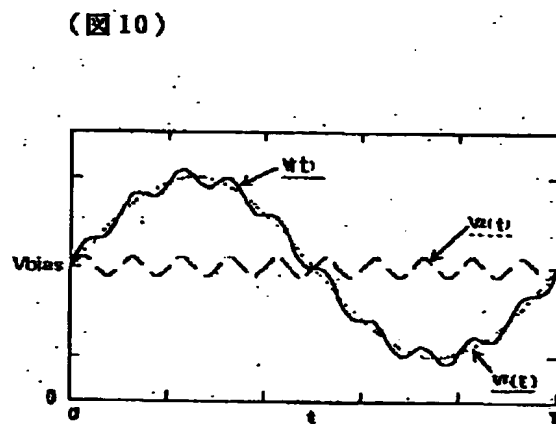
【図19】



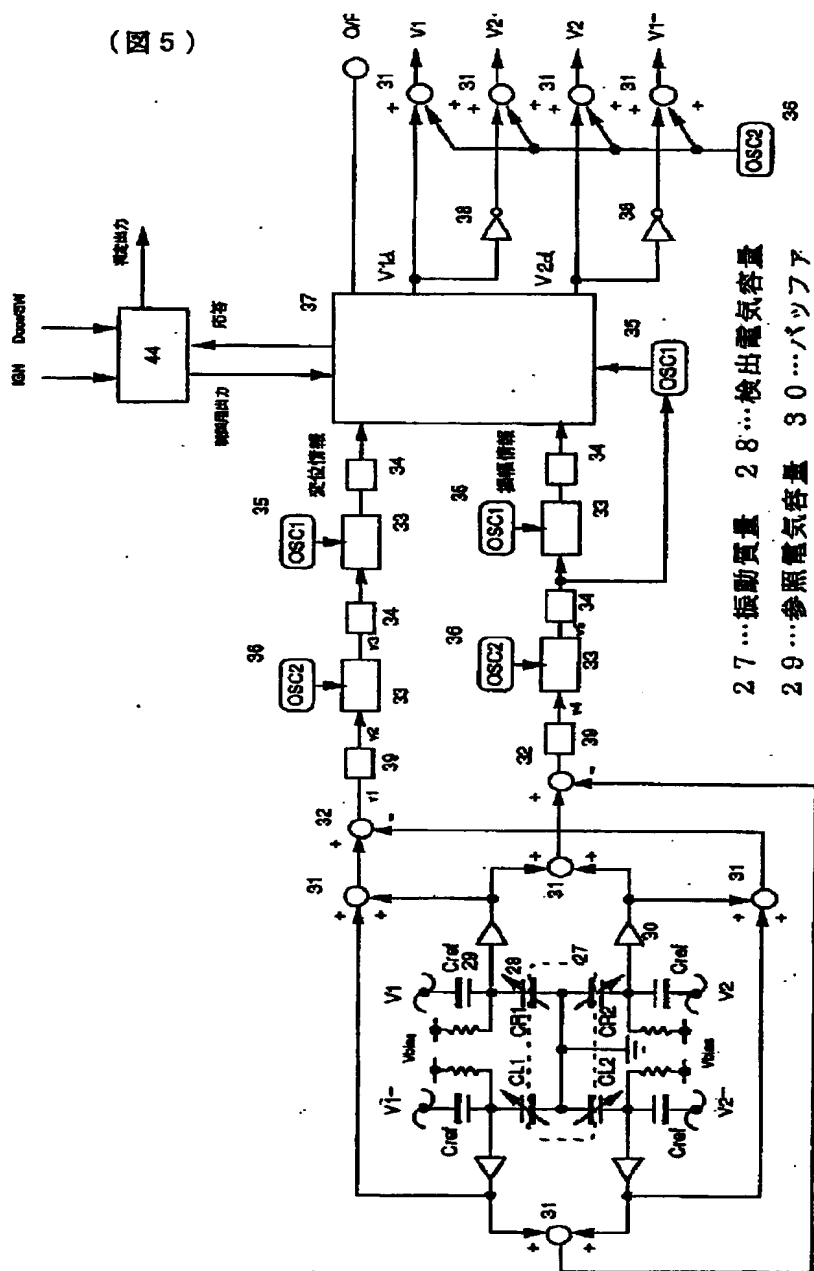
【図3】



【図10】



【图 5】



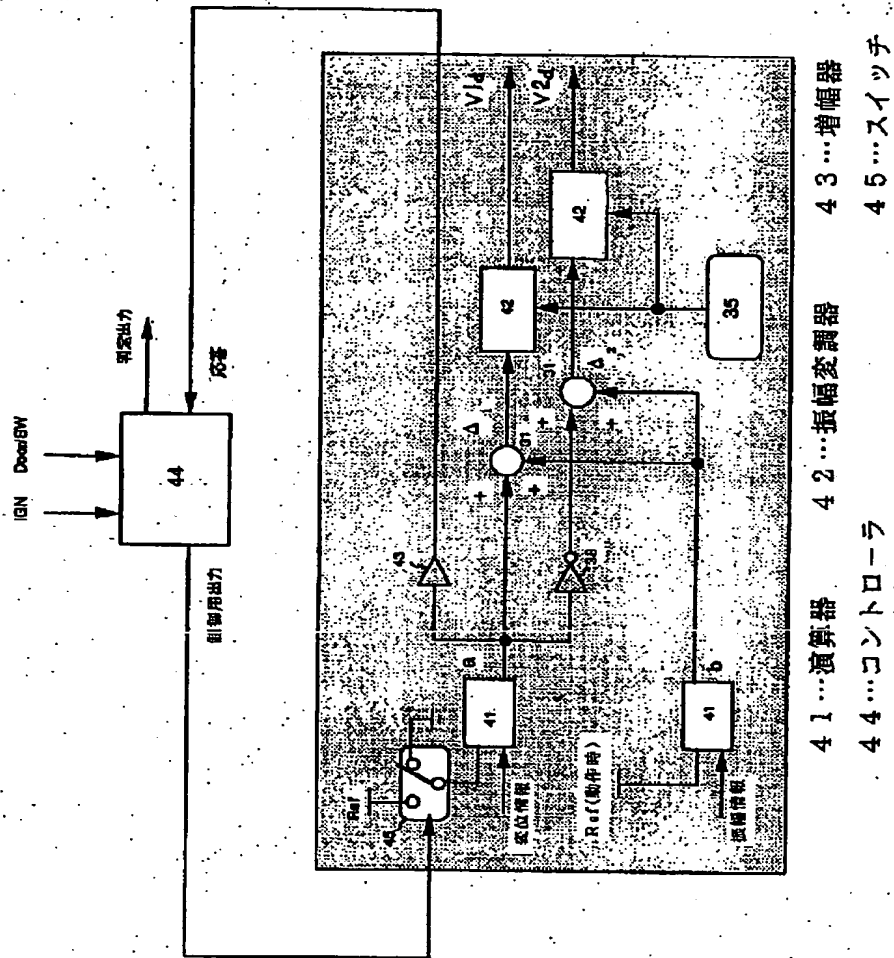
3 1...加算器 3 2...減算器 3 3...復調器

34…ロースファイルタ 35、36…発振器 37…制御回路

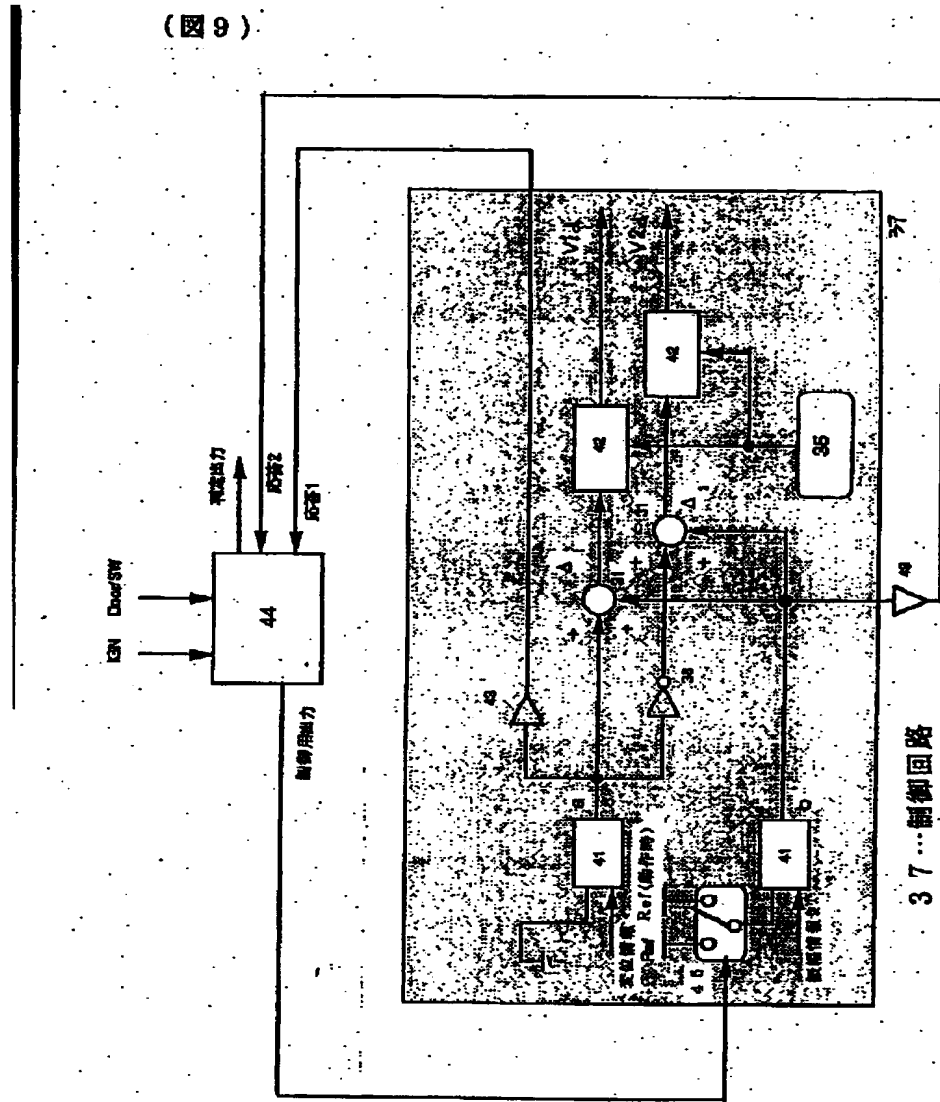
38…インパータ 44…コントローラ 46…疑似力印加電極

【図8】

(図 8)



【图9】



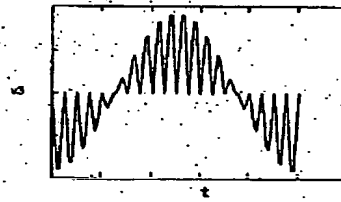
【图 12】

(图 12)



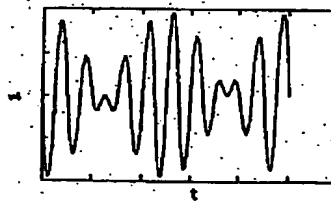
【图 13】

(图 13)

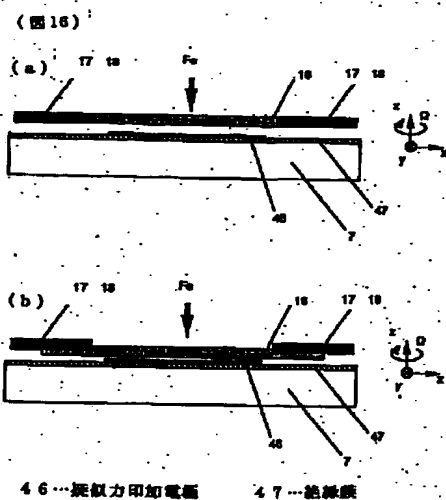


【图 14】

(图 14)

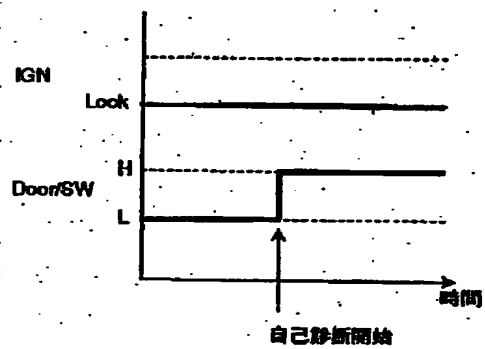


【圖16】

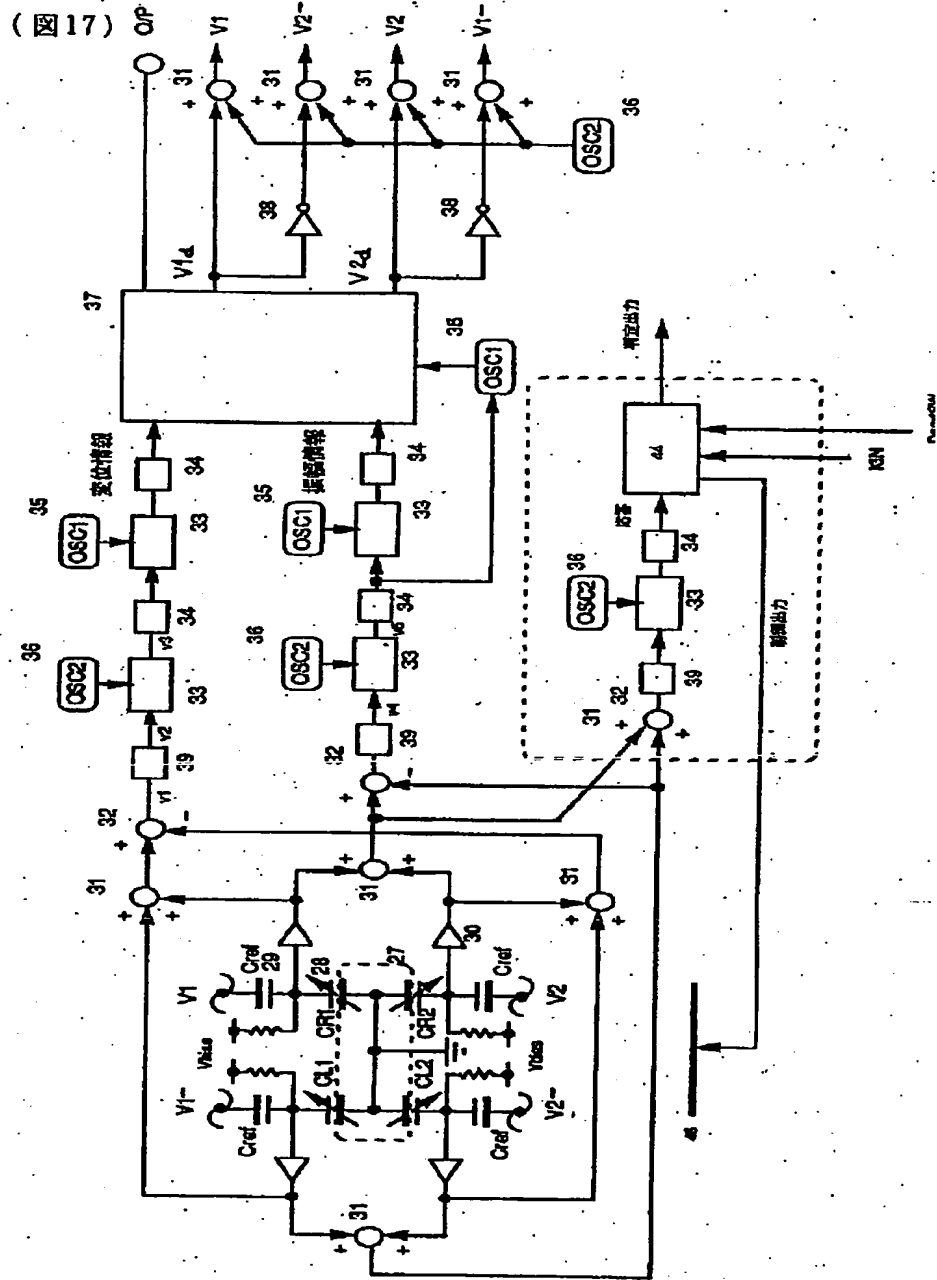


【圖18】

(圖18)



【图 17】



THIS PAGE BLANK (USPTO)